

УДК 621.314

Сокол Євген Іванович, чл.-корр НАНУ, д-р. техн. наук, проф., завідувач кафедри**Гончаров Юрій Петрович**, д-р. техн. наук, проф.**Івахно Володимир Вікторович**, канд. техн. наук, проф.**Замаруєв Володимир Васильович**, канд. техн. наук, проф.**Стисло Богдан Олександрович**, асп.**Межерицький Михайло Володимирович**, магістр

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра «Промислова і біомедична електроніка», вул. Фрунзе, 21, м. Харків, Україна, 61002. Тел. +38-057-70-76-312

Sokol@kpi.kharkov.ua**Андрій Блінов**, канд. техн. наук**Дмитро Вінніков**, д-р. техн. наук

Таллінський технічний університет, Ehitajate tee 5, 19086 Таллінн, Естонія, Тел.: (+372) 620 2002

ВИКОРИСТАННЯ РОЗДІЛЕНОЇ КОМУТАЦІЇ У ДВОЛАНКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ ДЛЯ ЗМЕНШЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ВТРАТ СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ КЛЮЧІВ

Для дволанкових перетворювачів постійної напруги проводиться розвиток алгоритмів та схемних реалізацій принципу розділеної комутації, використання яких забезпечує природну і м'яку бездисипативну снаберну комутацію силових ключів при мінімальній кількості додаткових силових компонентів. Надані результати імітаційного та фізичного моделювання.

Ключові слова: дволанковий перетворювач постійної напруги, розділена комутація, бездисипативні снабери, інвертор струму, синхронний випрямляч.

Сокол Евгений Иванович, чл.-корр НАНУ, д-р. техн. наук, проф., заведующий кафедрой**Гончаров Юрий Петрович**, д-р. техн. наук, проф.**Ивахно Владимир Викторович**, канд. техн. наук, проф.**Замаруев Владимир Васильевич**, канд. техн. наук, проф.**Стысло Богдан Александрович**, асп.,**Межерицкий Михаил Владимирович**, магистр

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», кафедра «Промышленная и биомедицинская электроника», ул. Фрунзе, 21, г. Харьков, Украина, 61002. Тел. +38-057-70-76-312

Sokol@kpi.kharkov.ua**Андрей Блиннов**, канд. техн. наук**Дмитрий Винников**, д-р. техн. наук

Таллиннский технический университет, Ehitajate tee 5, 19086 Таллинн, Эстония, Тел.: (+372) 620 2002

andrei.blinov@ieee.org

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАЗДЕЛЕННОЙ КОММУТАЦИИ В ДВУХЗВЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КЛЮЧЕЙ

Для двухзвенных преобразователей постоянного напряжения в постоянное производится развитие алгоритмов и схемных реализаций принципа разделенной коммутации, применение которых обеспечивает естественное и мягкое бездисипативное снабберное переключение силовых ключей при минимальном количестве дополнительных силовых компонентов. Описываются результаты имитационного и физического моделирования.

Ключевые слова: двухзвенный преобразователь постоянного напряжения, разделенная коммутация, бездисипативные снабберы, инвертор тока, синхронный выпрямитель.

Sokol Yevgen, Cor. Mem. NASU, Dr. Eng. Sc., Prof., head of Chair**Goncharov Yuri**, Dr. Eng. Sc., Prof.**Ivakhno Volodymyr**, Cand. Sc. (Eng.), Prof.**Zamaruiev Volodymyr**, Cand. Sc. (Eng.), Prof.**Styslo Bohdan**, Ph. D. Stud.**Mezheritskij Mikhailo**, Msc.National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Dep. «Industrial and Biomedical Electronics», Frunze str., 21, Kharkov, Ukraine, 61002. Tel. +38-057-70-76-044 Sokol@kpi.kharkov.ua**Andrei Blinov**, PhD,**Dmitri Vinnikov**, Dr. Eng. Sc.Tallinn University of Technology, Ehitajate tee 5, 19086 Tallinn, Estonia, andrei.blinov@ieee.org

USING THE SEPARATED COMMUTATION IN TWO-STAGE DC/DC CONVERTER IN ORDER TO REDUCE OF THE POWER SEMICONDUCTOR SWITCHES' DYNAMIC LOSSES

For two – stage DC/DC converters with separated commutation the development of algorithms and circuit implementations are producing. In these converters, one stage is constructed on the basis of controlled power switches without reverse blocking capability (MOSFETs or IGBTs with free whiling diode) and represents the voltage – source – inverter; other stage is constructed on the basis of controlled power switches with reverse blocking capability (MOSFETs or IGBTs with series diode) and represents the current – source – inverter. The special control algorithm of separated commutation provides for current – source – inverter switches the natural turning-off at zero current and due to a transformer's leakage inductance the soft snubbing turning-on is provided; for voltage – source – inverter switches the natural turning-on at zero voltage and due to a parallel snubber capacitors the soft snubbing turning-off is provided. Unlike the resonance circuits, the inverter contains a minimum number of additional power components. The computer simulation and physical experimental results for a number of modifications are presented.

Keywords: two – stage DC/DC converter, current – source – inverter, voltage – source – inverter, zero-voltage-switching, zero-current-switching, snubbing soft switching, separated commutation, nondissipative snubbers, current inverter, synchronous rectifier.

Введение

В технологии преобразования постоянного напряжения в постоянное с трансформаторной гальванической развязкой первичной и вторичной сторон (например, во вторичных источниках электропитания и др.) широко используются традиционные схемы двухзвенных преобразователей постоянного напряжения (ППН) на основе полумостовой (либо мостовой) схем инвертора напряжения (ИН) на полностью управляемых ключах на первичной стороне трансформатора и с неуправляемым выпрямителем и LC фильтром на вторичной (рис. 1). На рис. 1,а представлена структурная схема такого ППН, а на рис. 1,б – пример реализации.

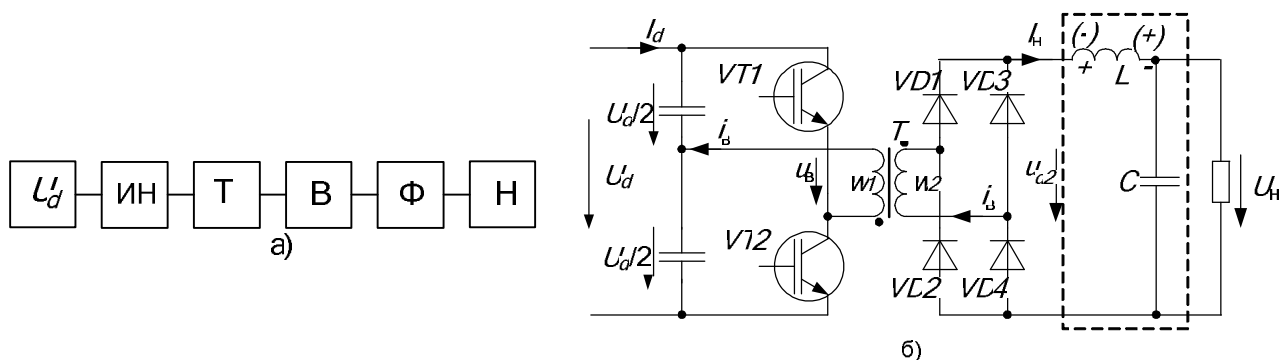


Рис. 1. Структура силовой части (а) и пример схемной реализации (б) ППН:
 U_d – источник входного напряжения, ИН – инвертор напряжения, Т – силовой трансформатор, В – выпрямитель, Ф – силовой фильтр, Н – нагрузка

На первичной стороне установлены силовые полупроводниковые ключи (СПК) без обратной блокирующей способности (в данном случае – IGBT транзисторы), на вторичной – с обратной блокирующей способностью. Схема не обладает свойством обратимости потока энергии. При традиционном алгоритме управления СПК (однократная широтно-импульсная модуляция, ШИМ) для СПК ИН имеет место жесткая (принудительная) коммутация, а для СПК выпрямителя – естественная (см. ниже).

Современной тенденцией в технологии ППН является повышение частоты преобразования. Проблема пропорционального частоте преобразования увеличения коммутационных потерь СПК решается либо путем применения различных снабберов (пассивных – RC , $RCVD$, LR – диссипативных, с рассеянием энергии коммутации в резисторах [1], бездиссипативных [2] – L , C – с предварительным накоплением энергии коммутации в реактивностях и последующим возвратом энергии в нагрузку либо в источник питания, а также активных (с использованием дополнительных СПК – см, напр., [3]), либо модификацией базового алгоритма управления, обеспечивающего в результате режимы включения силовых ключей ИН в нулях напряжения на ключе (zero voltage switching, ZVS)

либо выключения в нулях тока ключа (zero-current switching, ZCS) и, следовательно, существенное уменьшение коммутационных потерь в силовых ключах в сравнении с режимом жесткой коммутации. Режимы ZVS либо ZCS, а также ZVZCS (включение ключа в нулях напряжения и выключение в нулях тока) могут обеспечиваться при помощи резонансных топологий (последовательной, параллельной, последовательно-параллельной – LLC, LCC). Типовые схемы нагрузки силового коммутатора ИН в таких случаях представлены на рис. 2 (подключаются между узлами ИН и Т рис. 1а).

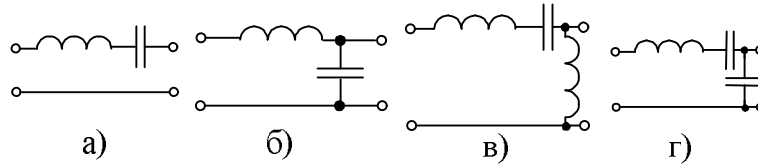


Рис. 2. Типовые схемы нагрузок силового коммутатора ИН последовательной (а), параллельной (б), последовательно-параллельной LLC (в) и последовательно-параллельной LCC (г) топологий

Недостатком подобных решений является наличие дополнительных силовых компонентов – коммутирующих дросселей и конденсаторов, а также относительно сложный алгоритм частотного управления силовыми ключами ИН [4].

В традиционном решении согласно схеме рис. 1 также наблюдаются паразитные высокочастотные колебания, обусловленные индуктивностью рассеяния силового трансформатора и собственными емкостями СПК ИН, для подавления (демпфирования) которых приходится применять диссипативные снабберы, что усложняет схему и снижает КПД преобразователя [5].

При работе СПК в различных преобразователях могут наблюдаться различные виды коммутации. Под коммутацией СПК понимают процесс его переключения, при котором наблюдается изменение проводимости ключа: $g=i/u$, где i , u – мгновенные ток и напряжение ключа на интервале коммутации $t_k \neq 0$.

Различают такие виды коммутации [6]:

- принудительная (жесткая): коммутация происходит в результате изменения проводимости СПК под действием управляющего импульса прибора. При принудительном включении СПК $dg/dt > 0$ (коммутация первого рода), принудительном выключении СПК $dg/dt < 0$ (коммутация второго рода). Формальным признаком принудительной коммутации является совпадение знаков тока и напряжения СПК справа и слева от точки коммутации. Для каждого СПК первичной стороны схемы рис. 1б на периоде преобразования имеет место одна принудительная коммутация первого рода (включение под напряжением) и одна принудительная коммутация второго рода (выключение под током);

- естественная: коммутация происходит при отсутствии мощности в коммутируемом СПК (при нуле мощности), т. е. при нуле напряжения (ZVS) при включении либо тока (ZCS) при выключении. Считается, что при естественной коммутации энергия потерь отсутствует. Изменение мощности электрической цепи выполняют внешние по отношению к СПК объекты. Для каждого СПК вторичной стороны схемы рис. 1б на периоде преобразования наблюдаются лишь естественные коммутации (одно естественное включение и одно естественное выключение);

- снабберная (мягкая): свойство изменять мгновенную проводимость имеют не только управляемые СПК, но и реактивные компоненты: при выключении составной ключ из СПК и шунтирующего снабберного конденсатора выполняет принудительную коммутацию, но для собственно СПК коммутация близка к естественной; при включении составной ключ из СПК и последовательного снабберного дросселя выполняет принудительную коммутацию, но для собственно СПК коммутация также близка к естественной;

- однородная (однооперационная): на периоде под напряжением (током) происходит лишь одна из двух коммутаций, а вторая – естественная. При однородной коммутации

первого рода (индуктивной) под напряжением происходит только включение ключа, а выключение естественное. При однородной коммутации второго рода (емкостной) под током происходит только выключение, а включение естественное. Соответствующие снабберы – бездиссипативные.

В данной работе описывается ряд схем двухзвенных преобразователей постоянного напряжения, использующих в обоих звеньях однородную коммутацию, что позволяет, в силу бездиссипативности снабберов и режимов ZVS и ZCS переключения силовых ключей, радикально ограничить мощность динамических потерь и повысить частоту преобразования, приблизив мощность потерь ключей к величине статических потерь (потерь проводимости) при минимальном числе дополнительных силовых компонентов и относительно простом алгоритме управления силовыми ключами. Принцип функционирования таких преобразователей получил название разделенной коммутации.

Принцип разделенной коммутации

Принцип разделенной коммутации описан в [6], а также в ряде работ [4, 7, 8, 9] с участием авторов.

Схема двухзвенного преобразователя постоянного напряжения с разделенной коммутацией представлена на рис. 3 [6]. Она отличается от традиционных, в частности, от схемы рис. 1, тем, что неуправляемые ключи вторичной стороны (диоды) заменены на управляемые с обратной блокирующей способностью (тиристоры либо IGBT с последовательным диодом), образуя силовой коммутатор инвертора тока (ИТ). Ключи $VT1$ и $VT2$ переключаются поочередно, формируя на первичной обмотке трансформатора напряжение u_{W1} прямоугольной формы (рис. 3б), а ключи $VS1$ и $VS2$ переключаются с задержкой относительно моментов переключения в ИН на угол управления α (рис. 3б).

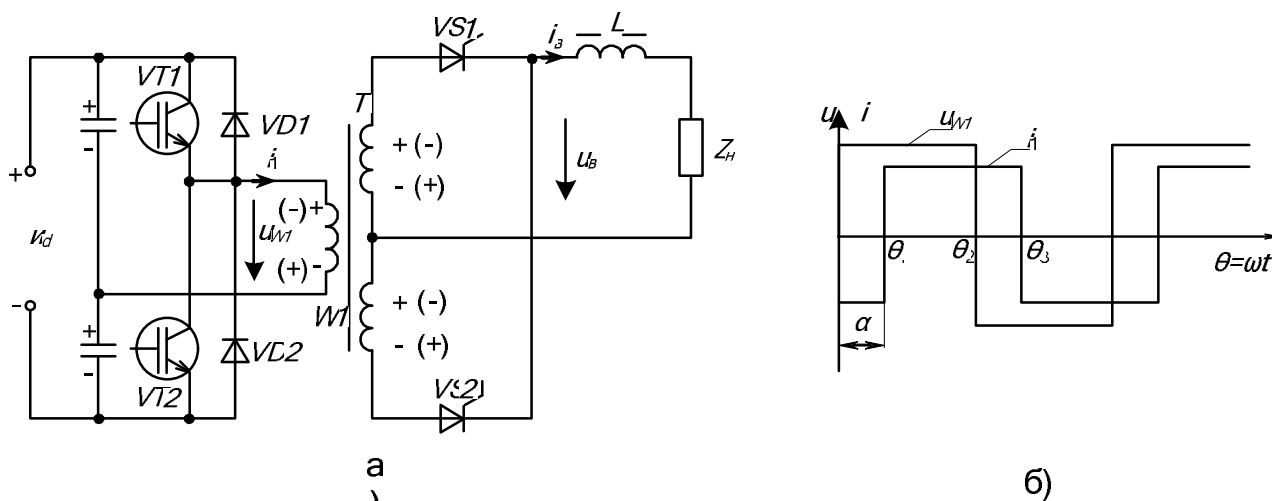


Рис. 3. Схема двухзвенного преобразователя постоянного напряжения с разделенной коммутацией (а) и диаграммы работы (б)

Пусть после момента θ_1 включены транзистор $VT1$ и тиристор $VS1$, прямые направления токов первичной обмотки трансформатора i_1 и нагрузки i_b показаны на рис.3,а, знаки напряжения на обмотках трансформатора – без скобок. В момент θ_2 принудительно выключают транзистор $VT1$. Ток i_1 протекает через включающийся обратный диод $VD2$ транзистора $VT2$, устанавливая на транзисторе $VT2$ нулевое напряжение, после спада к нулю напряжения транзистора подают на его затвор включающий импульс; напряжения на обмотках трансформатора меняют знаки (показано на рис. 3а в скобках). В момент θ_3 принудительно включают тиристор $VS2$, при этом к тиристор $VS1$ прикладывается обратное напряжение и он выключается естественно. Ток первичной обмотки меняет знак и протекает через ранее включенный транзистор $VT2$ (он включается естественно). На следующем полупериоде процессы протекают аналогично.

При таком режиме работы ключи ИН включаются естественно, в режиме ZVS, а выключаются принудительно, при этом ключи ИТ, напротив, выключаются естественно, в режиме ZCS, а включаются принудительно. Происходит своего рода разделение коммутации, что отражено в названии способа коммутации (разделенная). В связи с естественным характером включения СПК первичного звена и выключения СПК вторичного звена соответствующие энергии переключения равны нулю. Выключение СПК первичного звена и включение СПК вторичного звена принудительное. В каждом из звеньев реализуется однородная коммутация, что позволяет применить бездиссипативные снабберы: емкостные для ключей ИН (устанавливаются параллельно транзисторам $VT1$ и $VT2$, реализуя мягкую снабберную коммутацию емкостного характера) и индуктивные для ключей ИТ (устанавливаются последовательно с тиристорами $VS1$ и $VS2$, реализуя мягкую снабберную коммутацию индуктивного характера; роль снабберного дросселя может играть индуктивность рассеяния трансформатора). В результате суммарная энергия динамических потерь в СПК обоих коммутаторов существенно уменьшена, что является преимуществом данного решения. В силу бездиссипативности снабберов ИН также можно увеличить емкости снабберных конденсаторов, обеспечив снижение добротности паразитных контуров и, как следствие, подавив высокочастотные колебания напряжения на ключах и нагрузке коммутатора первичного звена [5]. Таким образом, преимуществом разделенной коммутации является простота реализации, минимум дополнительных силовых компонентов. Потери в ключах приближаются к статическим (как в резонансных схемах, но при отсутствии силовых резонансных цепей), происходит эффективное демпфирование паразитных колебаний в контуре коммутации.

Регулирование величины среднего выходного напряжения и выходного тока преобразователя осуществляется регулированием величины вышеупомянутой задержки между выключением транзистора в ИН и включением тиристора в ИТ.

Очевидно, схема обладает свойством обратимости: на угловом интервале α от выключения СПК ИН до включения СПК ИТ произведение выходного тока и выходного напряжения силовых коммутаторов как ИН, так и ИТ, имеет отрицательный знак, т. е. на этом временном интервале энергия поступает от нагрузки в источник питания u_d (интервал возврата энергии). При $\alpha > \pi/2$ среднее выходное напряжение отрицательно.

Недостатком представленного решения является то, что наличие интервала возврата энергии значительной относительной длительности приводит к необходимости увеличения амплитуды тока СПК в ИН при сохранении необходимой величины среднего входного тока преобразователя. Это приводит к увеличению мощности статических потерь в СПК ИН и уменьшению КПД преобразователя. Наличие интервалов возврата энергии значительной относительной длительности с отрицательным знаком входного тока силового коммутатора первичного звена приводит к необходимости, при сохранении приемлемой величины коэффициента пульсаций напряжения на конденсаторах входного фильтра, увеличения емкости этого конденсатора, т. е. требует также увеличения установленной мощности конденсаторов входного фильтра и их стоимости.

Модифицированный алгоритм разделенной коммутации

В работе [7] предложено использование в ИТ мостовой схемы и модифицированного алгоритма управления ключами, обеспечивающего режимы ZVS включения и снабберного конденсаторного выключения ключей ИН, режимы ZCS выключения и снабберного индуктивного включения (благодаря индуктивности рассеяния трансформатора) ключей ИТ, а также создание контура холостого хода регулируемой относительной длительности, существующего при одновременном проводящем состоянии двух ключей инверторной стойки ИТ (рис. 4). При этом возврат энергии производится лишь на относительно небольшом интервале полупериода от момента выключения транзистора ИН до момента включения ключа ИТ, формирующего совместно с ранее проводившим ключом ИТ контур холостого хода. При пренебрежении этим интервалом работа схемы мало отличается от

работы традиционной с неуправляемым выпрямителем во вторичном звене, обладая повышенным КПД вследствие режимов ZVS и ZCS в соответствующих звеньях.

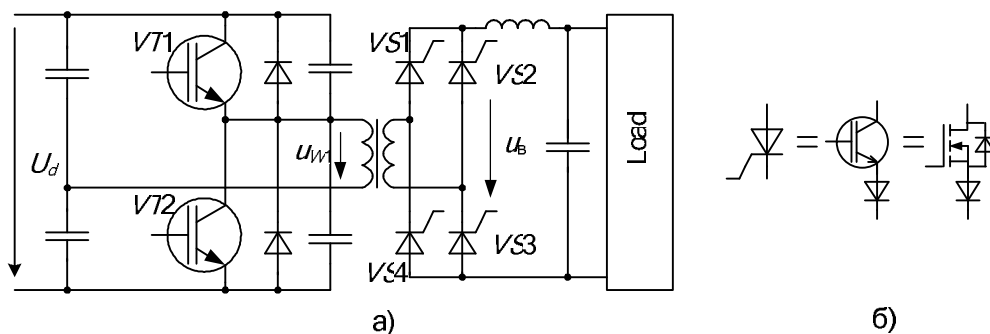


Рис. 4. Схема преобразователя с мостовым силовым коммутатором вторичного звена (а) и варианты исполнения силовых ключей вторичного звена (б)

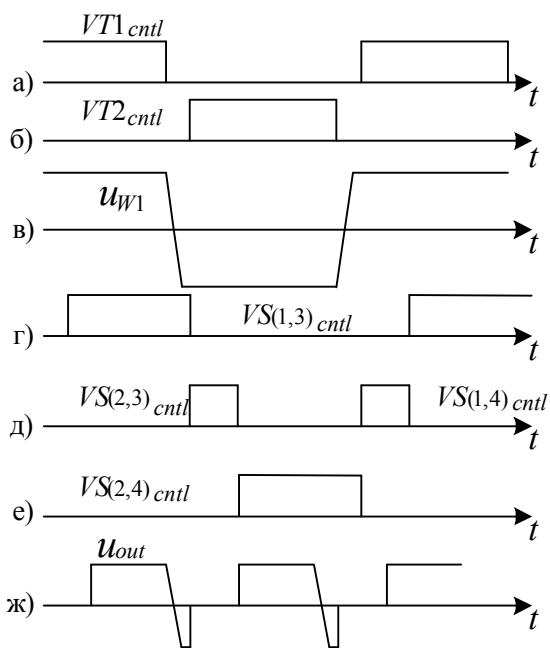
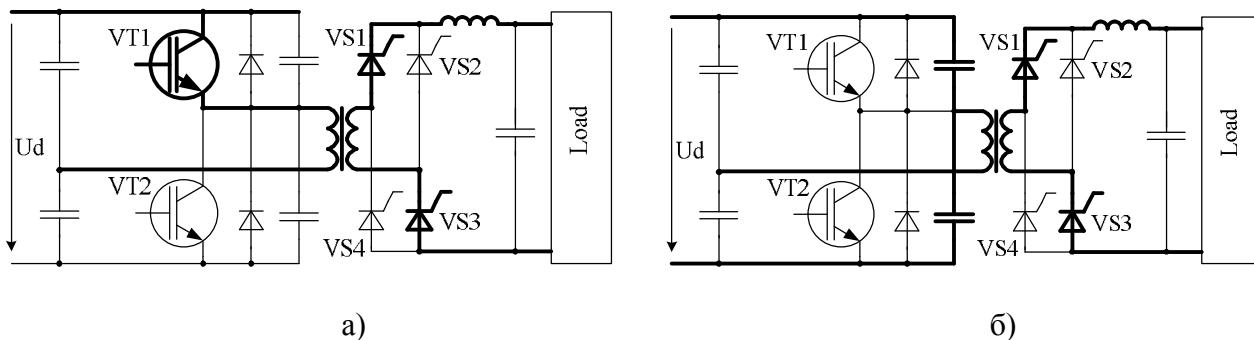


Рис. 5. Диаграммы процессов преобразователя с модифицированным алгоритмом разделенной коммутации

На рис. 5 представлены диаграммы процессов в преобразователе: напряжений управления транзисторами ИН (а, б), напряжения на первичной обмотке трансформатора (в), напряжения управления ключей ИТ (г, д, е) и выходного напряжения силового коммутатора ИТ (ж). На рис. 6 показаны пути протекания тока на различных временных интервалах полупериода при модифицированном алгоритме разделенной коммутации. При этом можно выделить следующие временные интервалы: а) – передачи энергии в нагрузку; б) – снабберного выключения транзисторов на первичной стороне; в) – возврата энергии в источник питания; г) – существования контура холостого хода; д) – передачи энергии в нагрузку. При переходах от интервалов (в) к (г) и от (г) к (д) снабберное включение СПК вторичной стороны производится благодаря индуктивности рассеяния трансформатора. На первом переходном интервале одновременно

проводят ток тиристоры $VS1$, $VS2$ и $VS3$, на втором – тиристоры $VS2$, $VS3$ и $VS4$. На следующем полупериоде процессы протекают аналогично.



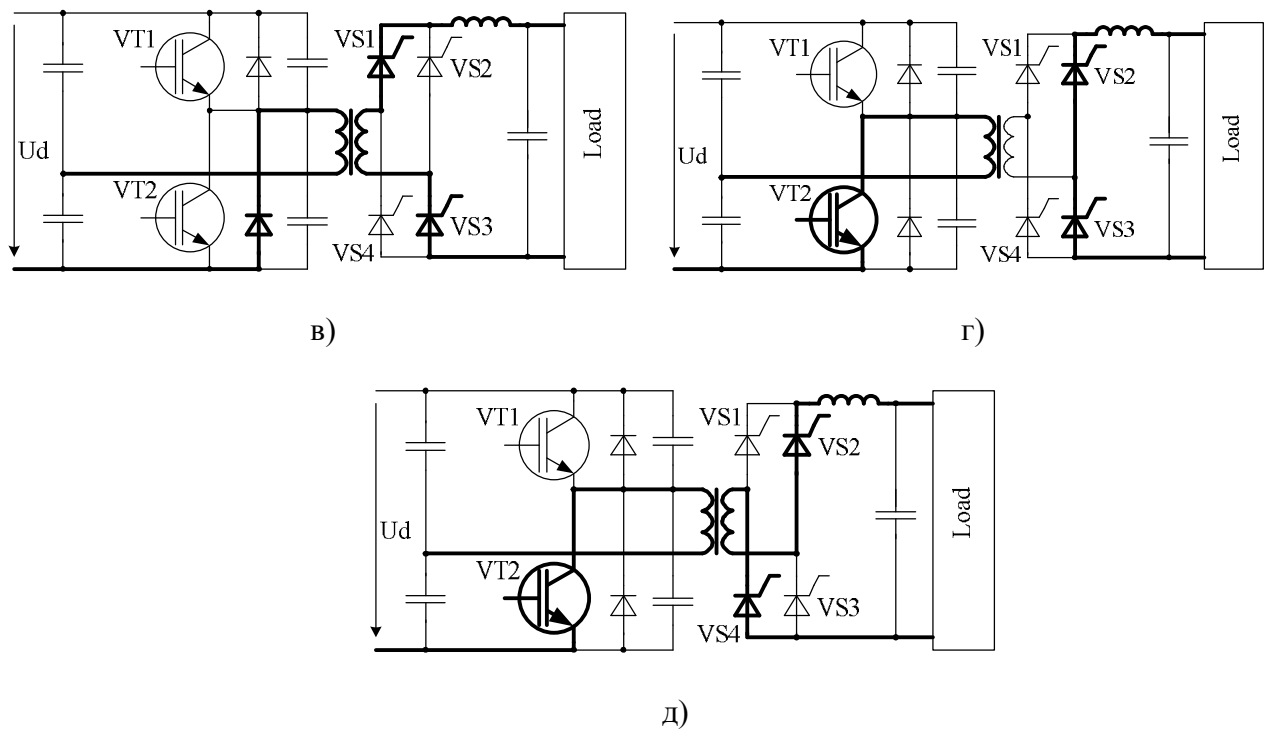


Рис. 6. Пути протекания тока на различных временных интервалах полупериода при модифицированном алгоритме разделенной коммутации

В работах [4, 8] проведена экспериментальная проверка алгоритмов работы преобразователя с модифицированным алгоритмом разделенной коммутации путем моделирования в пакете PSIM с последующим физическим моделированием. В качестве силовых ключей ИТ использовался ключ, состоящий из последовательно соединенных полевого транзистора (MOSFET) и диода (см. рис. 4б). В таблице 1 представлены параметры экспериментального образца [8].

Таблица 1

Параметры экспериментального образца преобразователя

Параметр	Обозначение	Величина/Тип
Входное напряжение, В	U_d	200...400
Выходное напряжение, В	U_{Load}	20
Частота переключений, кГц	f_{sw}	10
Коэффициент трансформации	W_2/W_1	0.28
Ключи ИТ	$VT1, VT2 (TT, TB)$	IRGPS60B120KD
Транзисторы ключей ИТ	$VS1-VS4 (S1-S4)$	IXFX 48N60P
Диоды ключей ИТ		ON MBR40250
Выходная мощность, Вт	P_{Load}	1000

На рис. 7 представлены машинограммы моделирования в пакте PSIM преобразователя с параметрами в соответствии с табл. 1, на рис. 8 – осциллограммы физического моделирования.

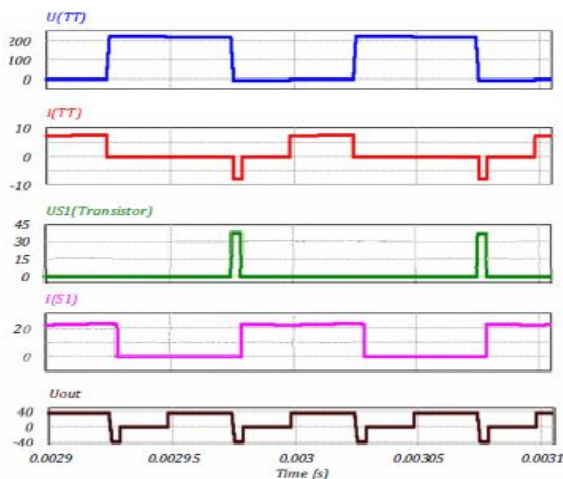


Рис. 7. Машинограммы моделирования



Рис. 8. Осциллограммы моделирования

Видно хорошее совпадение результатов машинного и физического моделирования, что подтверждает адекватность теоретических предпосылок.

На рис. 9 представлена фотография экспериментального образца.

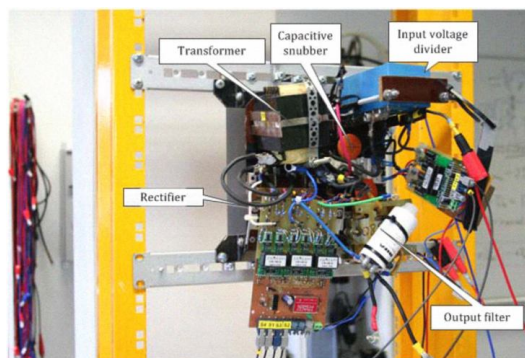
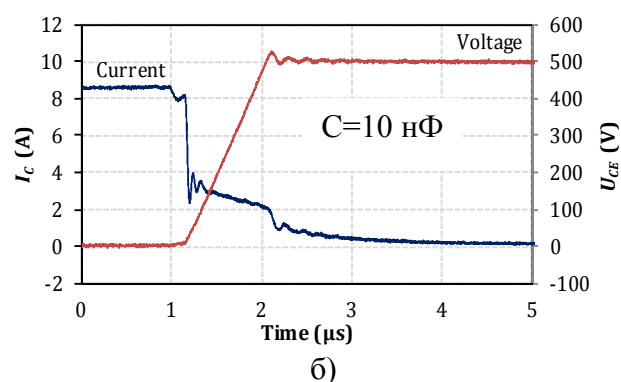
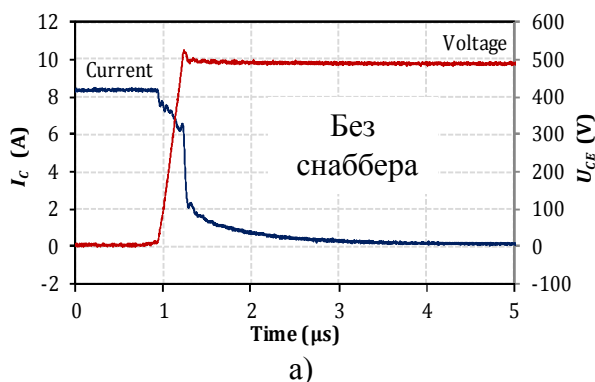


Рис. 9. Фотография экспериментального образца с параметрами, соответствующими Табл. 1.

В работе [4] проводилось исследование влияния емкости снабберных конденсаторов на величину коммутационных потерь выключения IGBT. Параметры экспериментального образца преобразователя в этом случае отличались от предыдущего лишь величиной входного напряжения (300–500 В), выходного напряжения (30 В) и типом IGBT (BSM75GB120DLC). На рис. 10 представлены осциллограммы выключения IGBT при отсутствии снаббера (рис. 10а), при емкостях снабберного конденсатора 10 нФ (рис. 10б) и 22 нФ (рис. 10в). На рис. 11 представлена зависимость энергии потерь при выключении в функции величины емкости снабберного конденсатора.



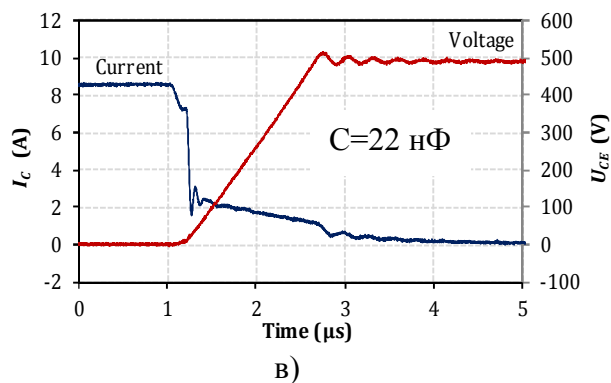


Рис. 10. Осциллограммы выключения IGBT при отсутствии снаббера (а), при емкостях снабберного конденсатора 10 нФ (б) и 22 нФ (в)

Представленная зависимость хорошо согласуется с данными литературы, согласно которым не удастся путем увеличения емкости снабберных конденсаторов снизить потери выключения до величины менее чем примерно половина величины потерь при жесткой коммутации (см., напр., диаграмму рис. 12 [10]).

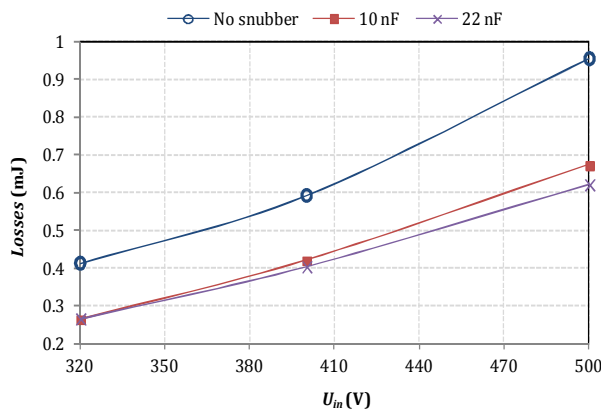


Рис. 11. Энергия выключения IGBT BSM75GB120DLC

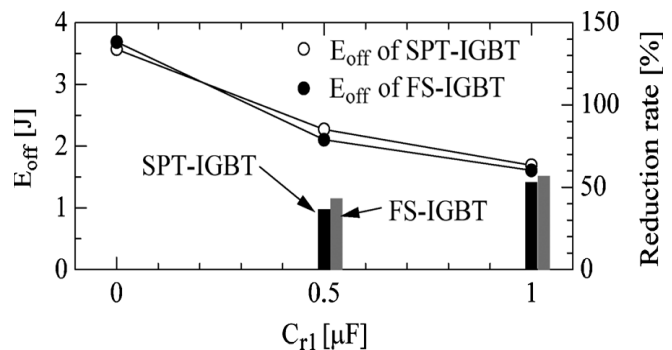


Рис. 12. Зависимость энергии выключения IGBT от емкости снабберного конденсатора [10]

Причиной этого является увеличение длительности "хвоста" тока при снижении скорости нарастания напряжения выключающегося транзистора. Для приложений, требующих относительно высоких величин входного напряжения (до 3-4 кВ) и относительно низких величин выходного (не более 400-500 В) предлагается использовать свойство обратимости схемы преобразователя с модифицированным алгоритмом разделенной коммутации. Следует также отметить, что похожими свойствами по отношению к описанному выше преобразователю с модифицированным алгоритмом разделенной коммутации обладает преобразователь, описанный в [11], в котором одна из стоек ИТ выполнена на диодах, в связи с чем это решение не обладает свойством обратимости.

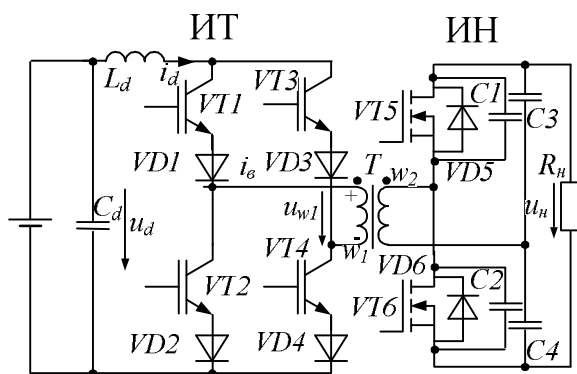


Рис. 13. Обращенный двухзвенный преобразователь с разделенной коммутацией

Обращенный преобразователь с модифицированным алгоритмом разделенной коммутации

С целью снижения коммутационных потерь выключения ключей ИН предлагается применить в первичном звене ИТ на IGBT с последовательным диодом, а во вторичном – ИН на приборах без "хвоста тока", например

MOSFET. Во вторичном звене возможно использование, например, синхронного выпрямителя-удвоителя напряжения. На рис. 13 представлена соответствующая схема. Ее работа напоминает работу схемы повышающего преобразователя ($u_d < u_{wl}$), т.е. имеются интервалы накопления энергии во входном дросселе L_d и интервалы передачи энергии в нагрузку.

Процессы на полупериоде преобразования происходят следующим образом (рис. 14, 15). Пусть на интервале 1 передачи энергии в нагрузку включены $VT1$, $VT4$, а также $VT5$ и $VD5$, при этом $u_d < u_{wl}$, $C1$ разряжен, $C2$ заряжен до u_n , ток i_d падает. При включении $VT2$ и снятии (с некоторой задержкой) управления с $VT4$ диод $VD4$ закрывается (интервал 2 коммутации вентилей первичного звена). Ток i_d нарастает, а i_g прекращается (начинается интервал 3 накопления энергии в дросселе; $VT4$ выключается естественно, в режиме ZCS). При этом напряжение u_{wl} не меняется, т.к. включен $VT5$. Сквозные токи в контуре коммутации диода $VD4$ ограничиваются индуктивностью рассеяния трансформатора T . По окончании интервала накопления снимают (с некоторой задержкой) управление с $VT1$ и включают $VT3$. Диод $VD1$ закрывается, токи в контуре его коммутации ограничиваются индуктивностью рассеяния трансформатора T (снабберная коммутация, интервал 4); $VT1$ выключается естественно, в режиме ZCS. Ток i_g , как и ток обмотки w_2 , меняет знак; т.к. $VT5$ включен, напряжение u_{wl} прежнее (при этом $VD5$ выключается). Начинается возврат энергии в источник питания (интервал 5). Интервал возврата отсутствует в традиционном алгоритме работы повышающего преобразователя, в данном случае длительность этого интервала составляет небольшую часть полупериода. Далее производят выключение $VT5$, током обмотки w_2 конденсатор $C1$ заряжается до u_n , а $C2$ разряжается до нуля, т.е. производится снабберная коммутация (интервал 6). По достижении напряжением транзистора $VT5$

величины u_n , а напряжением на $VT6$ нуля включается диод $VD6$, и производят включение $VT6$ (в режиме ZVS); при этом напряжение u_{wl} поменяло знак на противоположный. На следующем полупериоде работы преобразования, включающий в себя интервал 7 передачи энергии в нагрузку, процессы происходят аналогично.

Поскольку при выключении MOSFET эффекта "хвоста" не наблюдается, увеличением емкости конденсаторов $C1$, $C2$ можно добиться достаточно малой величины мощности потерь их выключения, в том числе существенно меньшей, чем мощность статических потерь, чего нельзя обеспечить, как указывалось выше, для снабберного выключения IGBT в схеме с ИН на первичной стороне. Дополнительным преимуществом рассмотренного решения является возможность снижения и статических потерь в ключах ИН путем применения MOSFET с меньшим сопротивлением во включенном состоянии либо параллельным соединением нескольких (как в синхронных выпрямителях).

В целях проверки вышеизложенных теоретических положений было произведено моделирование преобразователя, предназначенного для преобразования

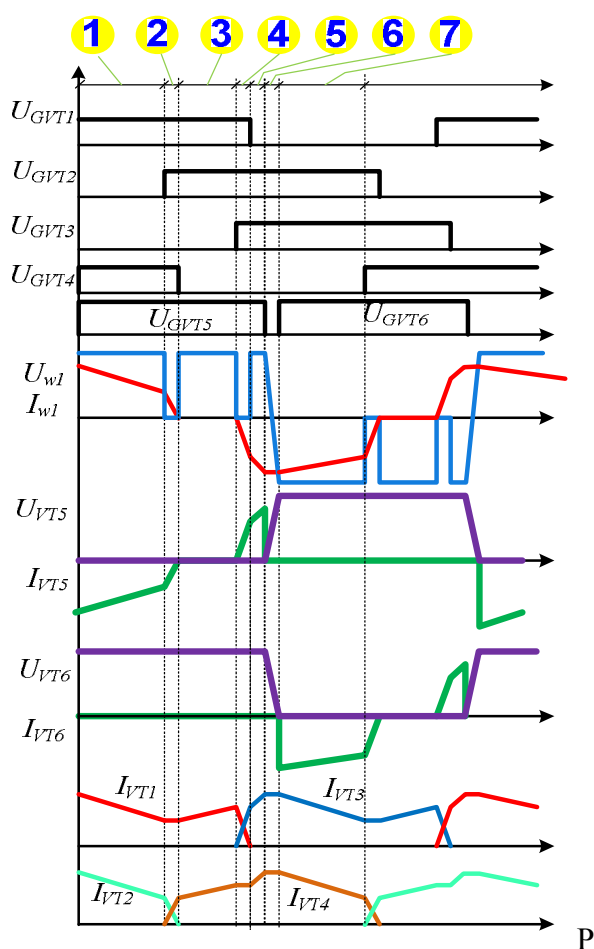


Рис. 14. Диаграммы процессов в преобразователе

постоянного напряжения фотоэлектрической панели в постоянное напряжение. Параметры экспериментального образца представлены в табл. 2. Схема соответствует рис. 13, в качестве управляемых силовых ключей ИТ использовались MOSFET.

Машинограммы имитационного моделирования в пакете PSIM соответствуют диаграммам рис. 14.

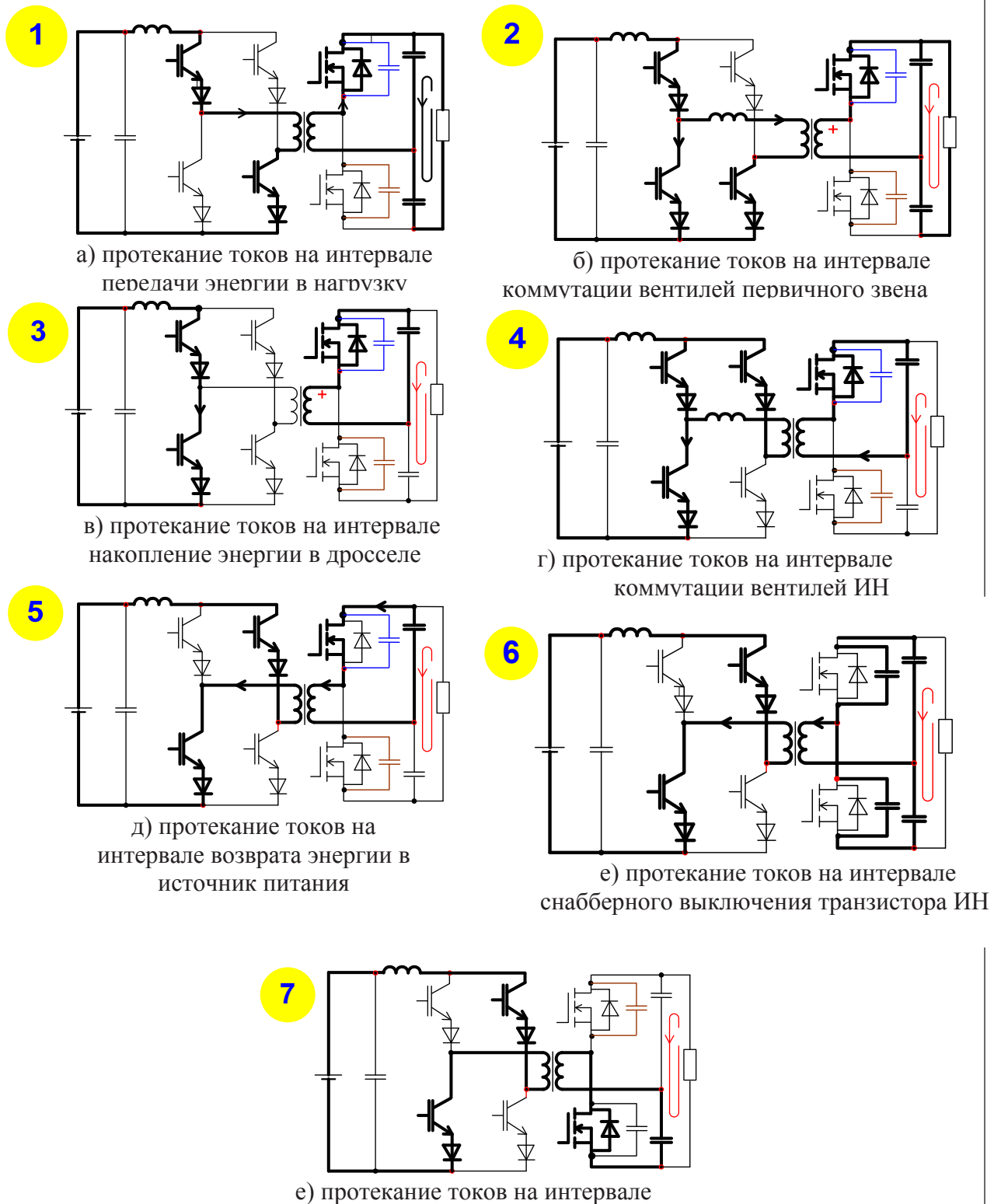


Рис. 15. Пути протекания тока на различных временных интервалах полупериода в обращенном преобразователе

Таблица 2

Параметры экспериментального образца преобразователя
для фотовольтаики

Параметр	Обозначение	Величина
Входное напряжение, В	U_d	30
Выходное напряжение, В	U_n	400
Частота переключений, кГц	f_{sw}	100
Коэффициент трансформации	W_2/W_1	3.5
Емкость фильтровых конденсаторов ИН, мкФ	C_3, C_4	1
Емкость снабберных конденсаторов ИН, мкФ	C_1, C_2	265
Индуктивность входного дросселя ИТ, мкГн	L_d	15
Индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная к первичной стороне, мкГн	L_s	0,760
Номинальная выходная мощность, Вт	P_{out}	275

В табл. 3 представлены типы примененных в экспериментальном образце силовых ключей.

Таблица 3

Типы силовых ключей экспериментального образца

Компонент	Тип	Величина классификационного параметра
Транзисторы ИТ	Si4190ADY	18.4 A / 100 В
Диоды ИТ	STPS20H100C	2x10 A / 100 В
Транзисторы ИН	IPA60R190P6	9.5 A / 650 В

На рис. 16 представлена фотография экспериментального образца с параметрами, соответствующими табл. 2 и табл. 3.

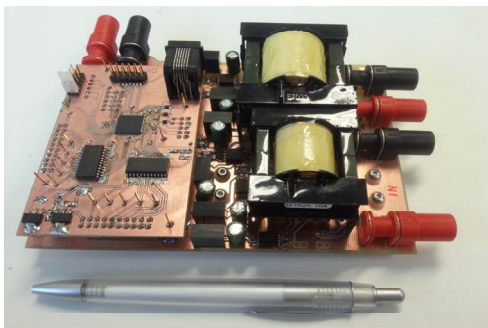


Рис. 16. Внешний вид
экспериментального образца

Была произведена оценка мощности потерь в силовых ключах. Результаты сведены в табл. 4. Статические потери в ключах оценивались на основании данных, приводимых в технических характеристиках приборов (datasheet) при температуре перехода 125 °С, а динамические – исходя из анализа осциллограмм переключения ключей.

Таблица 4

Оценка мощности потерь в ключах преобразователя

	Потери проводимости (на ключ, мВт)	Коммутационные потери (на ключ, мВт)	Всего (мВт)	Всего (мВт) ***
Диоды ИТ	2810	—	11240	—
Транзисторы ИТ	710	40	2840	5680
Диоды ИН	320	—	640	640
Транзисторы ИН	640	400* (0**)	2080* (1280**)	1280**
Всего:			16800* (16000**)	7600

Примечания: * – при отсутствии снабберных конденсаторов;

** – при наличии снабберных конденсаторов;

*** – при замене диодов ИТ на транзисторы

Из анализа данных таблицы видно, что в данном случае основная доля мощности потерь ключей приходится на потери проводимости диодов ИТ. Коммутационные потери транзисторов ИТ незначительны, а транзисторов ИН могут быть эффективно ограничены введением снабберных конденсаторов. Оценка КПД преобразователя (без учета потерь в магнитных элементах) дает такие результаты: 0,942 (без установки снабберных конденсаторов ИН) и 0,945 (со снабберными конденсаторами).

Модификация схемных решений ИТ обращенного преобразователя

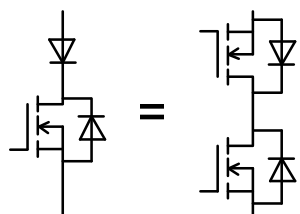


Рис. 17. Замена диода составного ключа ИТ на MOSFET

Снижения суммарных статических потерь силовых ключей ИТ вышеописанного обращенного преобразователя можно добиться, заменив диоды ИТ на транзисторы MOSFET согласно рис. 17, т. е. в качестве ключа ИТ применить два встречно – последовательно соединенных MOSFET. Транзисторы составного ключа управляются синхронно. При подаче импульса на затворы в силу униполярности MOSFET обеспечивается протекание тока ключа в прямом для транзистора нижнего и обратном для верхнего транзистора направлениях. При снятии управляющих импульсов обратный диод верхнего транзистора обеспечивает

обратную блокирующую способность составного ключа. Оценки для мощности потерь в СПК преобразователя с примененными MOSFET указанного в табл. 3 типа приведены в правом столбце табл. 4. Оценка КПД преобразователя (без учета потерь в магнитных элементах) в этом случае составляет величину 0,973.

Дальнейшего снижения статических потерь в ключах ИТ можно добиться, перейдя к нулевой схеме силового коммутатора – так, как показано на рис. 18. Каждый из трех ключей

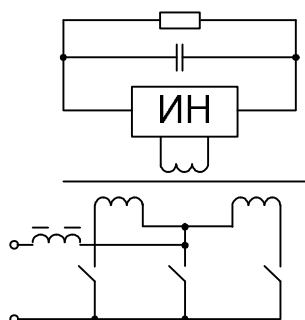


Рис 18. Преобразователь с ИТ по нулевой схеме

схемы может быть выполнен согласно рис. 17. Режим накопления энергии в дросселе обеспечивается замыканием центрального по схеме рис. 18 ключа.

При входных напряжениях ППН выше примерно 500 В и до примерно 3 – 4 кВ в качестве управляемых СПК первичного звена используются IGBT. Для обращенного преобразователя целесообразно в таких случаях в качестве СПК ИТ, с целью снижения статических потерь, применить IGBT с обратной блокирующей способностью (RB IGBT) [8].

Для приложений, требующих входных напряжений более 3–4 кВ, по мнению авторов, целесообразным может быть применение в ИТ последовательного соединения мостовых коммутаторов совместно с секционированием первичной обмотки трансформатора (рис. 19). Величина напряжения на выключенном ключе ИТ определяется напряжением на первичной обмотке трансформатора, а напряжение на вторичной обмотке, за счет замкнутого состояния одного из ключей ИН на вторичной стороне, определяется напряжением на конденсаторах делителя, имеющих значительную емкость. Следовательно, имеет место фиксация амплитуды напряжения на выключенном ключе ИТ.

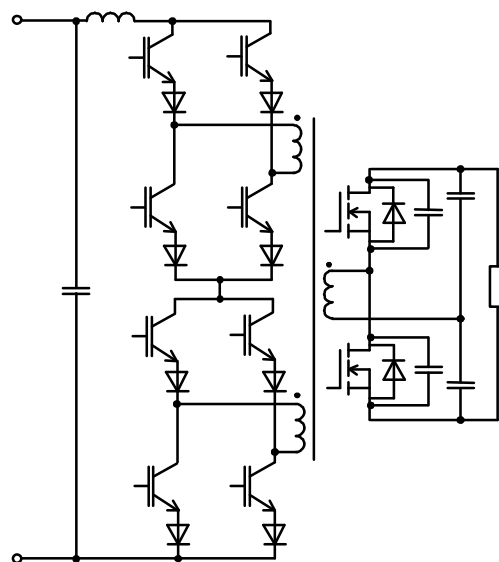


Рис 19. Преобразователь с последовательным соединением мостов в ИТ

Выводы

1. Применение в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения в постоянное принципов разделенной коммутации (использование в одном звене инвертора напряжения, а в другом – инвертора тока, применение соответствующего алгоритма управления силовыми ключами) позволяет осуществить благоприятные режимы коммутации силовых ключей: режим естественного включения (ZVS) для ключей инвертора напряжения и режим естественного выключения (ZCS) для ключей инвертора тока, выключение ключей инвертора напряжения – может производиться при помощи бездиссипативных емкостных снабберов, а в качестве бездиссипативного индуктивного снаббера включения ключей инвертора тока может использоваться индуктивность рассеяния трансформатора.

2. По уровню динамических потерь схема близка к резонансным, но – при минимуме дополнительных силовых компонентов.

3. При повышенных входных напряжениях предложено в первичном звене применить инвертор тока, минимизировав динамические потери выключения высоковольтных управляемых ключей, а при выходных напряжениях до примерно 400 В во вторичном звене инвертора напряжения использовать приборы без эффекта «хвоста» тока (MOSFET).

4. Имитационное и физическое моделирование подтвердило высокую эффективность схемных решений и алгоритмов управления ключами.

5. Предложены схемные модификации решений инвертора тока преобразователя с модифицированным алгоритмом разделенной коммутации

Список использованной литературы

1. Severns, R., Design of Snubbers for Power Circuits.
2. Erickson R. W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics, Second Edition. Springer, 2001. – 912 p.
3. Aydemir, M. T., F. Evran Operation principles of a switched capacitor snubber circuit suggested for half-bridge DC–DC converters, International Journal of Electronics, Vol. 96, No. 1, January 2009, 29–42.
4. Andrei Blinov, Volodymyr Ivakhno, Volodymyr Zamaruev, Dr. Dmitri Vinnikov, Oleksandr Husev. Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier/ The 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2012) IEEE IES IECON 2012 Montreal, Canada 25 – 28 OCT 2012. – P. 5161–5166, 978-1-4673-2420-5/12/\$31.00 ©2012 IEEE
5. Blinov, A.; Vinnikov, D.; Ivakhno, V. Study of performance improvement methods for 6.5 KV IGBT based two-level half-bridge converters/ ISSN 1607-7970. Технічна електродинаміка. Тем. Випуск 2011Ч.1. С. 56–62.
6. Гончаров Ю. П., Панасенко М. В., Семененко О. І., Хворост М. В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу: Навч. Посібник / За редакцією Ю. П. Гончарова. – Харків: НТУ «ХП», 2007. – 192 с.
7. Ivakhno V. V., Zamaruev V. V., Lastovka A. P., Blinov A. B., Vinnikov D. V. About possibility of improvement of energetic characteristics of two-stage DC/DC converter with separated commutation // Технічна електродинаміка Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність. Ч. 2. – К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2011. С. 88–92.
8. Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. (2012). A Novel High-Voltage Half-Bridge Converter with Phase-Shifted Active Rectifier. IEEE International Conference on Industrial technology (ICIT'2012), Athens, Greece, 19-21 March 2012. IEEE, 2012, P. 967– 970.
9. Ивахно В. В., Замаруев В. В., Стысло Б. А. О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией Технічна електродинаміка Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84–86
10. Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.; "Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, P. 172–179, Jan. 2008
11. Moiseev, S.; Soshin, K.; Sato, S.; Gamage, L.; Nakaoka, M. Novel soft-commutation DC-DC power converter with high-frequency transformer secondary side phase-shifted PWM active rectifier. // IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2004, vol.151, no.3, P. 260–267.

References

1. Severns, R., Design of Snubbers for Power Circuits.
2. Erickson R.W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics, Second Edition. Springer, 2001. – 912 p.
3. Aydemir, M.T., F. Evran. Operation principles of a switched capacitor snubber circuit suggested for half-bridge DC–DC converters, International Journal of Electronics, Vol. 96, No. 1, January 2009, P. 29–42.
4. Andrei Blinov, Volodymyr Ivakhno, Volodymyr Zamaruev, Dr. Dmitri Vinnikov, Oleksandr Husev. Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier/ The 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2012) IEEE IES IECON 2012 Montreal, Canada 25 – 28 OCT 2012. – P. 5161 – 5166, 978-1-4673-2420-5/12/\$31.00 ©2012 IEEE
5. Blinov, A.; Vinnikov, D.; Ivakhno, V. Study of performance improvement methods for 6.5 KV IGBT based two-level half-bridge converters/ ISSN 1607-7970. Технічна електродинаміка. Тем. Випуск 2011 Ч.1. P. 56–62.
6. Honcharov U., Panasenko M., etc. Goncharov Yu. P., Panasenko M. V., Semenenko O. I., Hvorost M. V. The static converters for traction rolling stock: Navchalnyy posibnik / za redaktsieyu Yu.P. Goncharova. – Kharkiv: NTU «KhPI», 2007. – 192 p. (Ukr).
7. Ivakhno V. V., Zamaruev V. V., Lastovka A. P., Blinov A. B., Vinnikov D. V. About possibility of improvement of energetic characteristics of two-stage DC/DC converter with separated commutation // Technicheskaia elektrodinamika. Silova elektronika i energoefektivnist. Thematic vypusk Publ., Kyjv, Ukraine, Part 2 P. 88–92.
8. Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. (2012). A Novel High-Voltage Half-Bridge Converter with Phase-Shifted Active Rectifier. IEEE International Conference on Industrial technology (ICIT'2012), Athens, Greece, 19-21 March 2012. IEEE, 2012, P. 967–970.
9. Ivakhno V., Zamaruev V., Styslo B. About the possibility of switching losses reducing in of two-stage DC-DC converters with separated commutation Technicheskaia elektrodinamika IED NAN UA № 4, 2014. – P. 84 – 86
10. Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R. W. "Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, P. 172–179, Jan. 2008
11. Moiseev, S.; Soshin, K.; Sato, S.; Gamage, L.; Nakaoka, M. Novel soft-commutation DC-DC power converter with high-frequency transformer secondary side phase-shifted PWM active rectifier. // IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2004, vol.151, no.3, P. 260–267.

Поступила в редакцию 20.07 2014 г.